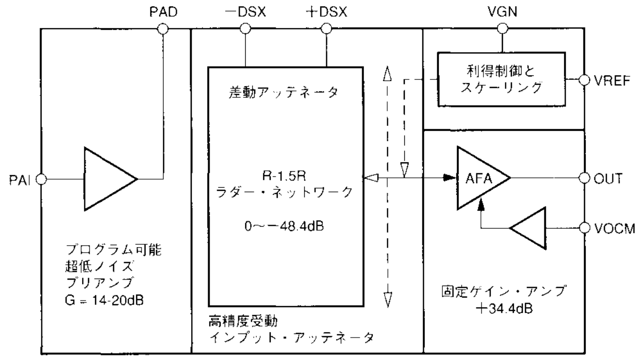
デュアル、超低ノイズの可変ゲイン・アンプ

AD604

特長

最大ゲインでの超低入力ノイズ：
0.80 nV/√Hz、3.0 pA/√Hz
dBリニアな2個の独立チャンネル
チャンネルごとにプログラム可能な絶対ゲイン・レンジ：
0 dB～＋48 dB（プリアンプ・ゲイン＝＋14 dB）から
＋6 dB～＋54 dB（プリアンプ・ゲイン＝＋20 dB）
±1.0 dBのゲイン精度
帯域幅：40 MHz（−3 dB）
300 kΩの入力抵抗
可変ゲイン・スケーリング：20 dB/V～40 dB/V
温度変化、電源変化に対応する安定したゲイン
単一終端ユニポーラ・ゲイン・コントロール
ゲイン制御の低終端での電源遮断
A/Dコンバータを直接駆動可能

機能ブロック図



アプリケーション

超音波およびソナーのタイム・ゲイン・コントロール
高性能AGCシステム
信号計測

概要

AD604は超低ノイズ、超高精度、デュアル・チャンネル、dBリニアな可変ゲイン・アンプ（VGA）で、超音波を扱うアプリケーションでタイムベースの可変ゲイン・コントロールに最適化されています。低ノイズ、広帯域の可変ゲイン制御を要求されるアプリケーションにも使用できます。AD604の各チャンネルには300 kΩの入力抵抗があり、使いやすいユニポーラ・ゲイン制御を備えています。ユーザー定義が可能なゲイン・レンジ、ゲイン・スケール（dB/V）、出力側のdcレベル・シフトによりさらに良好なアプリケーション性能を実現しました。

AD604の各チャンネルは入力時のノイズ電圧0.8 nV√Hzを実現する高性能のプリアンプを使用しています。AD604の高精度のdBリニアな応答性は差動入力指数アンプ（DSX-AMP）アーキテクチャによって実現しました。各DSX-AMPは0 dB～48.36 dBの可変減衰器と高速固定ゲイン・アンプから成ります。減衰器は7段のR-1.5Rラダー・ネットワークに基づきます。タップ・ポイント間の減衰は6.908 dBで、ラダー・ネットワーク全体で48.360 dBです。

AD604の個々に独立したチャンネルは48 dBのゲイン・レンジを持ち、アプリケーションごとに最適化できます。これはプリアンプをそのフィードバック・パス内の1個の外部抵抗でプログラムすることによって行います。AD604のdBでリニアなゲインの応答性は次の式で表されます。

G（dB）＝（ゲイン・スケーリング（dB/V）x VGN（V））＋（プリアンプゲイン（dB）−19 dB）。

5～10（＋14 dB～＋20 dB）のプリアンプのゲインにより、チャンネルごとの全ゲイン・レンジを0 dB～＋48 dBから＋6 dB～＋54 dBまで変更できます。2番目のチャンネルのプリアンプをバイパスすることで、AD604の2つのチャンネルをカスケードに接続してより広範囲のゲイン・レンジを得ることができます。しかしマルチ・チャンネルのシステムではAD604をAD60xのVGAファミリーの中の他のデバイス（プリアンプは含まない）とカスケード接続したほうが、より効率的な解決方法となります。AD604ではプリアンプの出力側へアクセスでき、プリアンプと差動減衰器段の間で外部フィルタリングが可能になります。

ゲイン・コントロール・インタフェースによって、約2 MΩの入力抵抗、および2.5 V～1.67 VのV_{REF}入力電圧に対して20 dB/V～30 dB/Vのスケール・ファクタが得られます。30 dB以上のスケールにたいしても、精度は低下しますが40 dBのスケール・ファクタまで使えます。ゲインは20 dB/Vのスケールで0.4 V～2.4 Vの制御電圧範囲ではdBリニアです。このゲイン・コントロール・レンジの上下では、ゲインは理想的なdBリニアな制御法則から離れ始めます。0.1 V未満のゲイン・コントロール領域はゲイン・コントロールには使用されません。実際、ゲイン・コントロール電圧が50 mVより少ない場合はアンプのチャンネルは1.9 mAまでパワーダウンします。

AD604には24ピンのプラスチック製のSSOP、SOIC、DIPがあり、−40℃～＋85℃の温度範囲で動作が保証されています。

REV.0

アナログ・デバイセズ株式会社

本　　社／東京都港区海岸１－１６－１　電話03（5402）8200　〒105－6891
ニューピア竹芝サウスタワービル
大阪営業所／大阪市淀川区宮原３－５－３６　電話06（6350）6868㈹　〒532－0003
新大阪第２森ビル

AD604―仕様

（特に指定のない限り各アンプのチャンネルは、T_A＝＋25℃、V_S＝±5 V、R_S＝50Ω、R_L＝500Ω、C_L＝5 pF、V_{REF}＝2.50 V（スケーリング＝20 dB/V）、0 dB～＋48 dBゲイン・レンジ（プリアンプ・ゲイン＝＋14 dB）、VOCM＝2.5 V、C1およびC2＝0.1μF（図35参照））

パラメータ	条　件	Min	Typ	Max	単位
入力特性					
プリアンプ					
入力抵抗			300		kΩ
入力容量			8.5		pF
入力バイアス電流			−27		μA
ピーク入力電圧	プリアンプ・ゲイン＝＋14 dB		±400		mV
	プリアンプ・ゲイン＝＋20 dB		±200		mV
入力電圧ノイズ	VGN=2.9 V、R_S＝0Ω				
	プリアンプ・ゲイン＝＋14 dB		0.8		nV/√Hz
	プリアンプ・ゲイン＝＋20 dB		0.73		nV/√Hz
入力電流ノイズ	ゲインに依存しない		3.0		pA/√Hz
雑音指数	R_S＝50Ω、f＝1 MHz、V_{GN}＝2.9 V		2.3		dB
	R_S＝200Ω、f＝1 MHz、V_{GN}＝2.9 V		1.1		dB
DSX					
入力抵抗			175		Ω
入力容量			3.0		pF
ピーク入力電圧			2.5±2		V
入力電圧ノイズ	VGN＝2.9 V		1.8		nV/√Hz
入力電流ノイズ	VGN＝2.9 V		2.7		pA/√Hz
雑音指数	R_S＝50Ω、f＝1 MHz、VGN＝2.9 V		8.4		dB
	R_S＝200Ω、f＝1 MHz、VGN＝2.9 V		12		dB
同相電圧除去比	f＝1 MHz、VGN＝2.65 V		−20		dB
出力特性					
−3 dB帯域幅	ゲインに対して一定		40		MHz
スルー・レート	VGN＝1.5 V、出力＝1 Vステップ		170		V/μs
出力信号レンジ	R_L＞500Ω		2.5±1.5		V
出力インピーダンス	f＝10 MHz		2		Ω
出力短絡電流			±40		mA
高調波歪み	VGN＝1 V、V_{OUT}＝1 Vp-p				
HD2	f＝1 MHz		−54		dBc
HD3	f＝1 MHz		−67		dBc
HD2	f＝10 MHz		−43		dBc
HD3	f＝10 MHz		−48		dBc
ツートーン相互変調歪み（IMD）	VGN＝2.9 V、V_{OUT}＝1 Vp-p				
	f＝1 MHz		−74		dBc
	f＝10 MHz		−71		dBc
第3次インターセプト	f＝10 MHz、VGN＝2.65 V、		−12.5		dBm
	V_{OUT}＝1 Vp-p、リファレンス入力				
1 dB圧縮点	f＝1 MHz、VGN＝2.9 V、リファレンス出力		＋15		dBm
チャンネル間クロストーク混信	V_{OUT}＝1 Vp-p、f＝1 MHz				
	Ch#1：VGN＝2.65 V、短絡入力		−30		dB
	Ch#2：VGN＝1.5 V（ミッドゲイン）				dB
グループ・ディレイ変動	1 MHz＜f＜10 MHz、フルゲイン・レンジ		±2		ns
V_{OCM}入力抵抗			45		kΩ
精度					
絶対ゲイン・エラー					
0 dB ～ ＋3 dB	0.25 V＜VGN＜0.400 V	−1.2	＋0.75	＋3	dB
＋3 dB ～ ＋43 dB	0.400 V＜VGN＜2.400 V	−1.0	＋0.3	＋1.0	dB
＋43 dB ～ ＋48 dB	2.400 V＜VGN＜2.65 V	−3.5	−1.25	＋1.2	dB
ゲイン・スケーリング・エラー	0.400 V＜VGN＜2.400 V		±0.25		dB/V
出力オフセット電圧	V_{REF}＝2.500 V、V_{OCM}＝2.500 V	−50	±30	＋50	mV
出力オフセット変動	V_{REF}＝2.500 V、V_{OCM}＝2.500 V		30	50	mV

パラメータ	条　　件	Min	Typ	Max	単位
ゲイン・コントロール・インタフェース					
ゲイン・スケーリング・ファクタ	V_{REF}＝2.5 V、0.4 V＜VGN＜2.4 V	19	20	21	dB/V
	V_{REF}＝1.67 V		30		dB/V
ゲイン・レンジ	プリアンプ・ゲイン＝＋14 dB		0 ～ ＋48		dB
	プリアンプ・ゲイン＝＋20 dB		＋6 ～ ＋54		dB
入力電圧（VGN）レンジ	20 dB/V、V_{REF}＝2.5 V		0.1 ～ 2.9		V
入力バイアス電流			−0.4		μA
入力抵抗			2		MΩ
応答時間	ゲイン変化48 dB		0.2		μs
V_{REF}入力抵抗			10		kΩ
電源					
規定動作レンジ	完全なチャンネル1個		±5		V
	DSX1個のみ		＋5		V
消費電力	完全なチャンネル1個		220		mW
	DSX1個のみ		95		mW
ゼロ入力時電源電流	VPOS、完全なチャンネル1個		32	36	mA
	VPOS、DSX1個のみ		19	23	mA
	VNEG、プリアンプ1個のみ	−15	−12		mA
パワー・ダウン	VPOS、VGN＜50 mV、1チャンネル		1.9	3.0	mA
	VNEG、VGN＜50 mV、1チャンネル		−150		μA
パワー・アップ応答時間	ゲイン変化48 dB、V_{OUT}＝2 Vp-p		0.6		μs
パワー・ダウン応答時間			0.4		μs

絶対最大定格

電圧電圧±V_S

　ピン17、18、19、20（ピン16、22＝0 V）……………… ±6.5 V

入力電圧

　ピン1、2、11、12 ……………… VPOS/2±2 V（連続）

　ピン4、9 ……………… ±2 V

　ピン5、8 ……………… VPOS、VNEG

　ピン6、7、13、14、23、24 ……………… BPOS、0

内部消費電力

　プラスチック・パッケージ（N） ……………… 2.2 W

　SOパッケージ（R） ……………… 1.7 W

　SSOPパッケージ（RS） ……………… 1.1 W

動作温度範囲 ……………… −40℃ ～ ＋85℃

保管温度範囲 ……………… −65℃ ～ ＋150℃

リード温度、はんだ付け60秒間 ……………… ＋300℃

注

1 “絶対最大定格”の項にある値を超えたストレスをかけると、デバイスに致命的な損傷を与える場合があります。ここにあるのはストレス定格値のみであって、これらの条件あるいは仕様書の操作編で指示されている以上の条件でデバイスが機能するという意味ではありません。絶対最大定格の条件であっても、長時間その状態が続くと装置の信頼性に影響を与える場合があります。

2 ピン1、2、11、12、13、14、23、24は単電源回路の一部ですので、偶発的にVNに接続されると破損する場合があります。

3 外付けの低インピーダンス源で駆動する場合

オーダー・ガイド

モデル	温度範囲	θ $_{JA}$	パッケージ・オプション*
AD604AN	−40℃ ～ ＋85℃	75℃/W	N-24
AD604AR	−40℃ ～ ＋85℃	70℃/W	R-24
AD604ARS	−40℃ ～ ＋85℃	112℃/W	R-24

*N＝Plastic DIP、R＝Small Outline IC（SOIC）、RS＝Shrink Small Outline Package（SSOP）。

注意

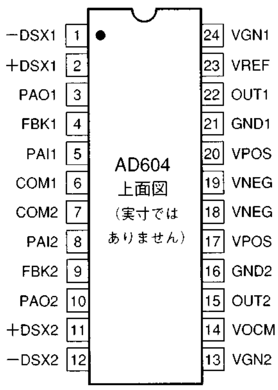
ESD（静電放電）の影響を受けやすいデバイスです。4000 Vもの高圧の静電気が人体やテスト装置に容易に帯電し、検知されることなく放電されることもあります。このAD605には当社独自のESD保護回路を備えていますが、高エネルギーの静電放電にさらされたデバイスには回復不能な損傷が残ることもあります。したがって、性能低下や機能喪失を避けるために、適切なESD予防措置をとるようお奨めします。



ピンの説明

ピン番号	ニーモニック	説　明
ピン1	－DSX1	CH1のDSX1への負信号入力。
ピン2	＋DSX1	CH1のDSX1への正信号入力。
ピン3	PAO1	CH1のプリアンプ出力。
ピン4	FBK1	CH1のプリアンプ・フィードバック・ピン。
ピン5	PAI1	CH1のプリアンプ正入力。
ピン6	COM1	CH1のシグナル・グラウンド。正電源に接続するとプリアンプ1はシャットダウンします。
ピン7	COM2	CH2のシグナル・グラウンド。正電源に接続するとプリアンプ2はシャットダウンします。
ピン8	PAI2	CH2のプリアンプ正入力。
ピン9	FBK2	CH2のプリアンプ・フィードバック・ピン。
ピン10	PAO2	CH2のプリアンプ出力。
ピン11	＋DSX2	CH2のDSX2への正信号入力。
ピン12	－DSX2	CH2のDSX2への負信号入力。
ピン13	VGN2	CH2のゲイン・コントロール入力、およびパワーダウン・ピン。グラウンド接続でデバイスはオフ、そうでない場合は正の電圧でゲイン増加。
ピン14	VOCM	このピンへの入力はOUT1とOUT2での出力のコモン・モードを定義します。
ピン15	OUT2	CH2の信号出力。
ピン16	GND2	グラウンド。
ピン17	VPOS	正電源。
ピン18	VNEG	負電源。
ピン19	VNEG	負電源。
ピン20	VPOS	正電源。
ピン21	GND1	グラウンド。
ピン22	OUT1	CH1の信号出力。
ピン23	VREF	このピンへ入力すると、両方のチャンネル（2.5 V＝20 dB/V、1.67 V＝30 dB/V）にゲイン・スケーリングをかけることになります。
ピン24	VGN1	CH1のゲイン・コントロール入力、およびパワーダウン・ピン。グラウンド接続でデバイスはオフ、そうでない場合は正の電圧でゲイン増加。

ピン配列



代表的な特性（チャンネルごと）―AD604

(特に指定のない限りG（プリアンプ）＝＋14 dB、V_{REF}＝2.5 V（20 dB/Vスケーリング）、f＝1 MHz、R_L＝500Ω、C_L＝5 pF、T_A＝＋25℃、V_{SS}＝±5 V)

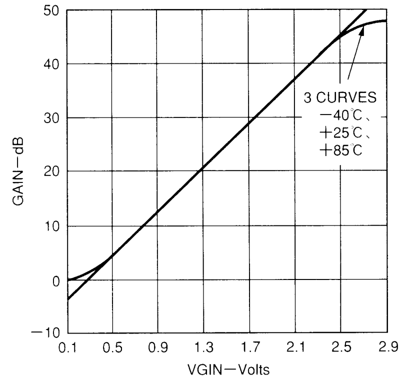


図1．ゲインとVGN

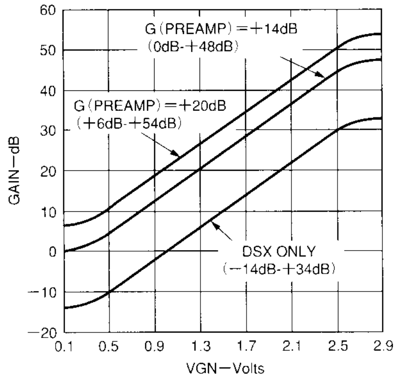


図2．異なるプリアンプ・ゲインに対するゲインとVGN

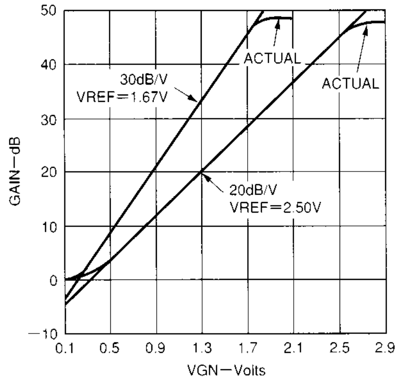


図3．異なるゲイン・スケーリングに対するゲインとVGN

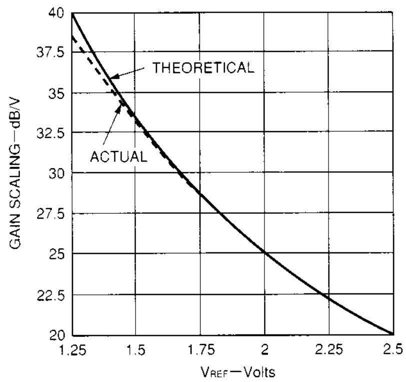


図4．ゲイン・スケーリングとV_{REF}

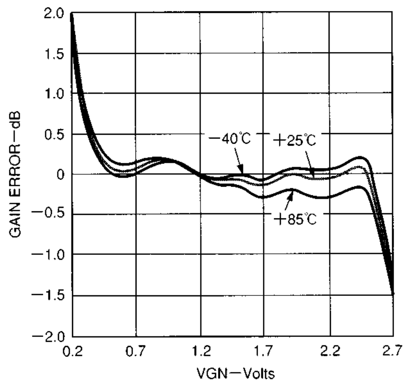


図5．異なる温度でのゲイン・エラーとVGN

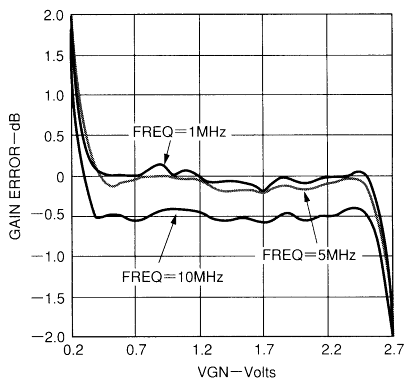


図6．異なる周波数でのゲイン・エラーとVGN

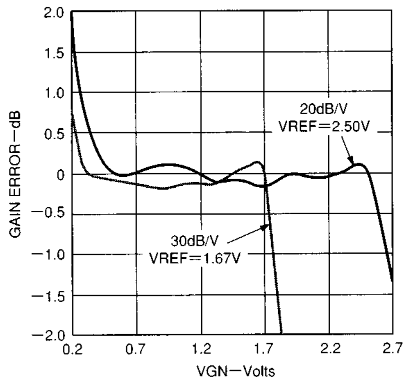


図7．異なるゲイン・スケーリングに対するゲイン・エラーとVGN

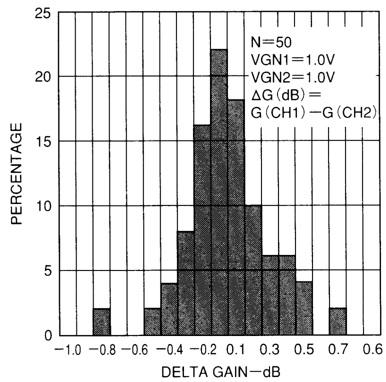


図8．ゲイン・マッチ、VGN1＝VGN2＝1.0 V

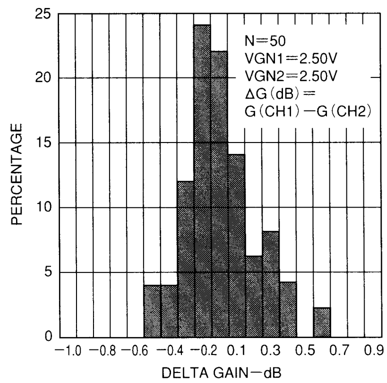


図9．ゲイン・マッチ、VGN1＝VGN2＝2.50 V

AD604—代表的な特性（チャンネルごと）

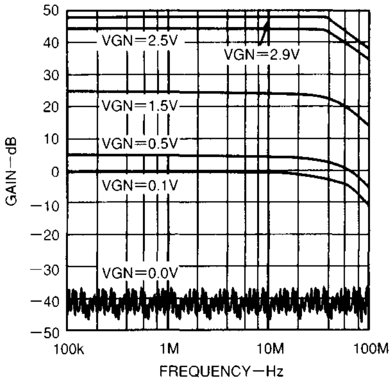


図10．ACレスポンス

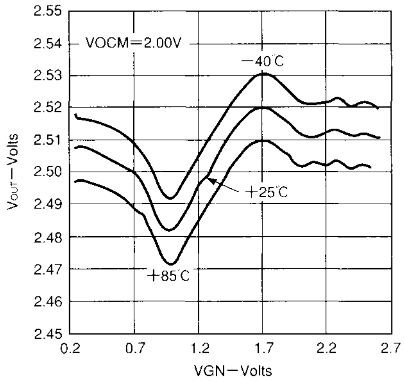


図11．出力オフセットとVN

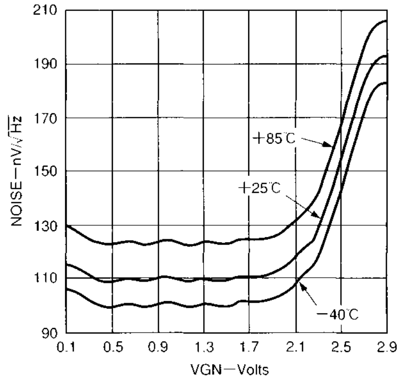


図12．出力換算ノイズとVGN

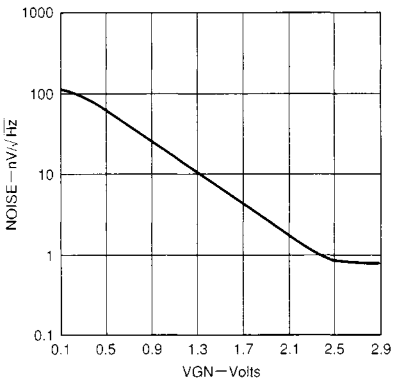


図13．入力換算ノイズとVGN

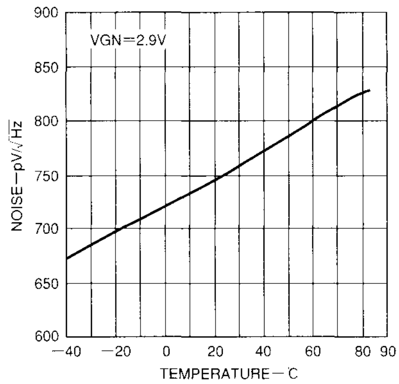


図14．入力換算ノイズと温度

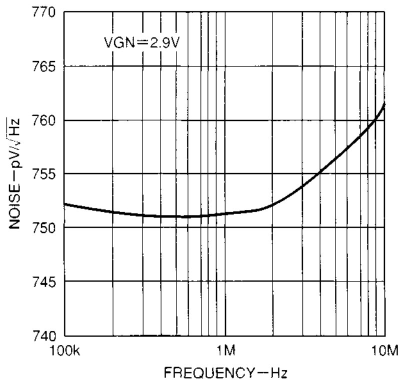


図15．入力換算ノイズと周波数

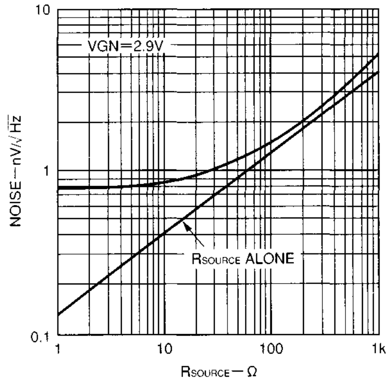


図16．入力換算ノイズとR_{SOURCE}

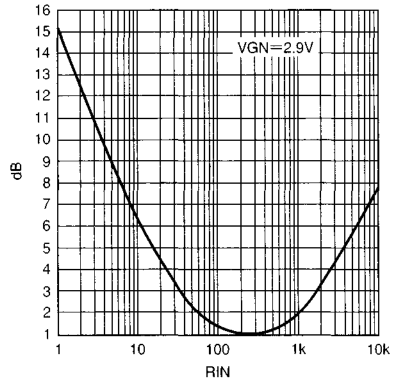


図17．雑音指数とR_{SOURCE}

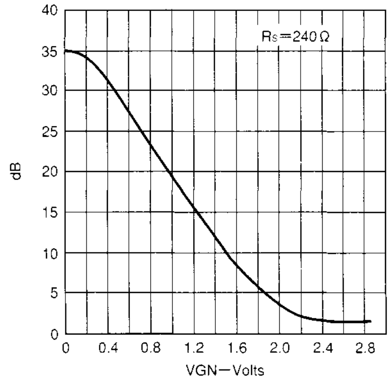


図18．雑音指数とVGN

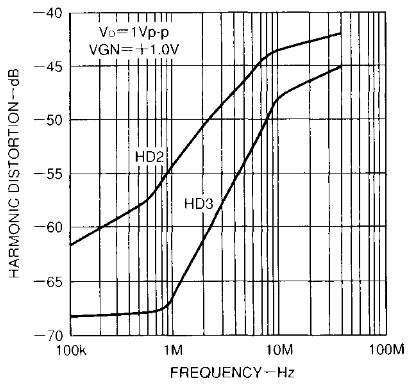


図19．高調波歪みと周波数

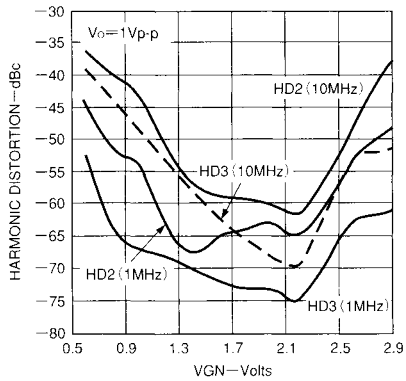


図20．高調波歪みとVGN

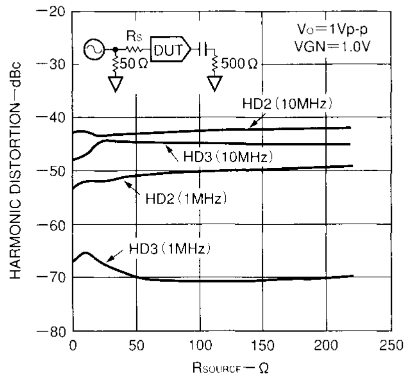


図21．高調波歪みとR_{SOURCE}

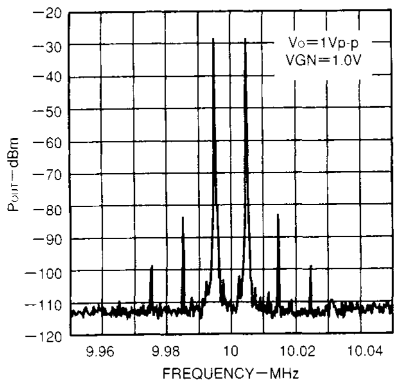


図22．相互変調歪み

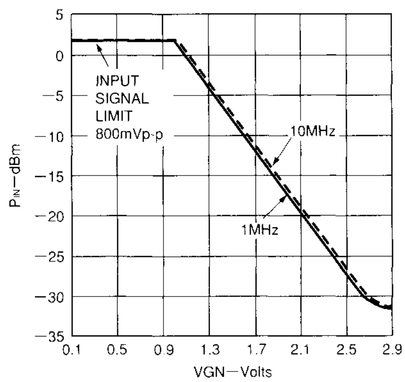


図23．1 dB圧縮とVGN

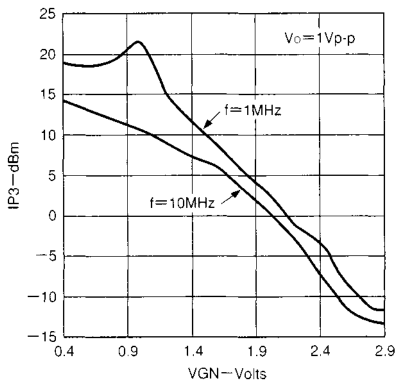


図24．第3次インターセプトとVGN

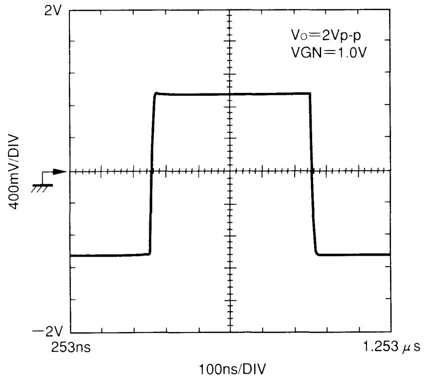


図25．大信号パルス応答

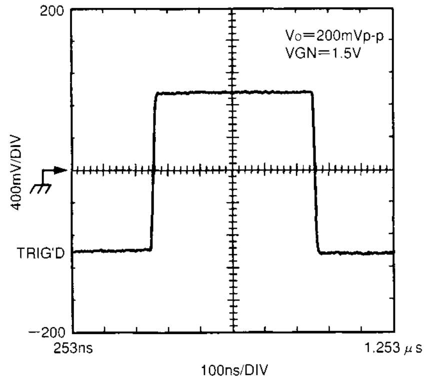


図26．小信号パルス応答

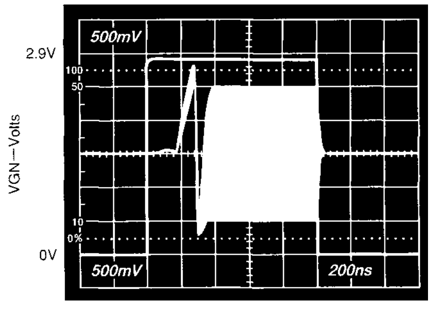


図27．パワーアップ／ダウン・レスポンス

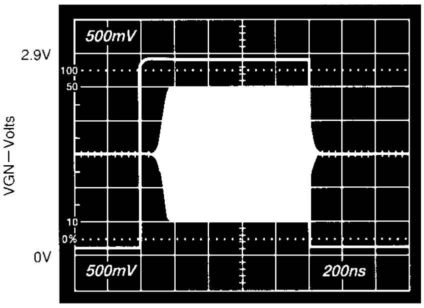


図28．ゲイン応答

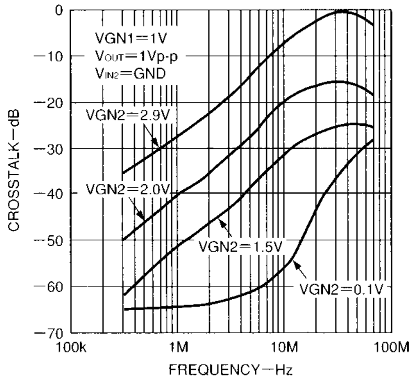


図29．クロストーク（CH1 Vs CH2）と周波数

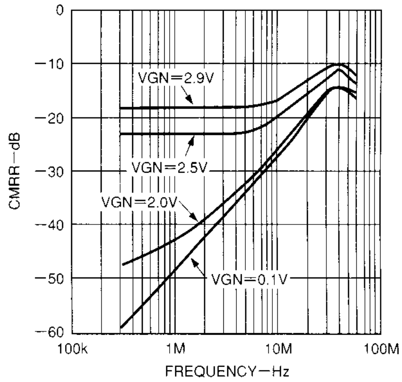


図30．DSXコモン・モード除去と周波数

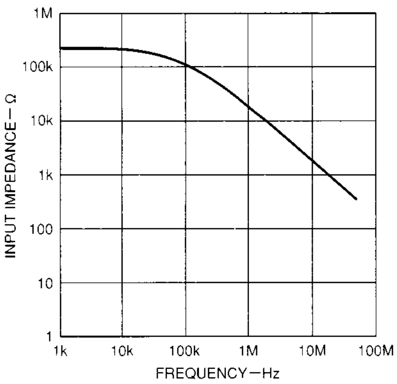


図31．入力インピーダンスと周波数

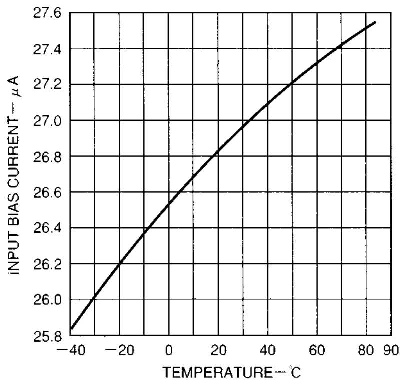


図32．入力バイアス電流と温度

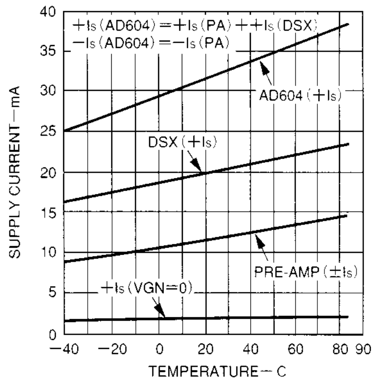


図33．電源電流（1チャンネル）と温度

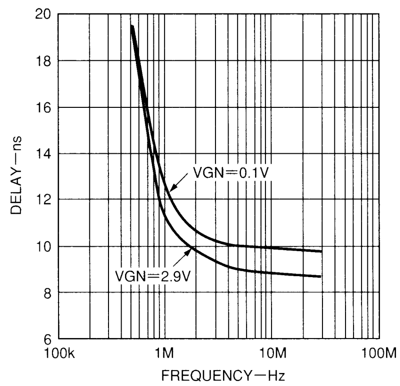


図34．グループ・ディレイと周波数

動作原理

AD604は超低ノイズのプリアンプ付きの、デュアル・チャンネルの可変ゲイン・アンプです。図35に1チャンネル分のブロック図を簡略化して示します。各チャンネルは次のものから成ります。

(1) ゲイン設定抵抗R5、R6、R7付きのプリアンプ

(2) 単電源のX-AMP(以降DSX：Differential Single-supply X-AMPと呼ぶ)。これは次のものから成ります。

- (a) 精密受動減衰器(差動ラダー)
- (b) ゲイン・コントロール・ブロック
- (c) VOCMバッファ(電源分割用抵抗R3、R4付き)
- (d) アクティブフィードバック・アンプ[1] (AFA)(ゲイン設定用抵抗R1、R2付き)

プリアンプはDSXが単電源+5 Vを使用している間、±5 V電源で動作します。AD604のdBリニアゲインの応答性は一般的に式1で表されます。

$$G\,(dB) = (\text{ゲイン・スケーリング}\,(dB/V)) \times (\text{ゲイン・コントロール}\,(V)) + ((\text{プリアンプ・ゲイン}\,(dB)) - 19\,dB) \qquad (1)$$

各チャンネルはユーザーが設定するプリアンプ・ゲインにしたがって0 dB～+48.8 dBから+6 dB～+54.4 dBのゲインを供給します。ゲインレンジの上下端ではゲインエラーが増加しますが中央の40 dBの範囲では完全にdBリニアな特性を持っています。プリアンプのゲインは通常+14 dBまたは+20 dBですが、1個の外部抵抗(詳細はプリアンプの章を参照)を使って中間の値に設定されます。DSXのゲインは−14 dB～+34.4 dBまで変化でき、これはゲイン・コントロール電圧(VGN)で設定されます。VREF入力はゲイン・スケールを確立し、2.5 V～1.25 VのVREF電圧に対して有用なゲイン・スケーリング・レンジは20 dB/V～40 dB/Vです。たとえばプリアンプ・ゲインが+14 dBに設定され、VREFを2.50 Vに設定した場合(20 dB/Vのゲイン・スケールを得るために)、ゲインの式は次のように簡単になります。

$$G\,(dB) = (20\,(dB/V)) \times (VGN\,(V)) - 5\,dB$$

ここでユニポーラ・ゲイン・コントロール(VGN)を定格動作範囲内0.25 V～2.65 Vの電圧(20 dB/Vのゲイン・スケーリングに対して)に設定することで希望のゲイン値が得られます。ゲインは0.1 V～2.9 Vの全ゲイン・コントロール電圧レンジに対して単調で、最大ゲインはVGNが2.9 Vのときです。

2つのチャンネルは同じですから、チャンネル1の説明だけで全体の動作がわかることになります。VREFとVOCMだけが2つのチャンネルに共有の入力で、両方とも通常はacグラウンドですから、2つのチャンネル間の混信は最小限に抑えられます。もっとも高いゲイン・スケーリング精度を得るためには、VREFには低インピーダンスの外部電源が必要です。20 dB程度の精度の低いアプリケーションでは、VREF入力はコンデンサを使ってアースにデカップリングできます。このモードではゲイン・スケーリングは$+V_{CC}$とGNDの中間点で決まりますから、供給電圧を+5 Vに制御するよう注意が必要です。VREFピンに対する入力抵抗は10 kΩ±20%です。

AD604のDSX部は単電源回路で、この回路の部分の中間点のdcレベルを確立するためにVCOMピンを使用します。VCOMには供給電圧(+5V、GND)の中間点を位置決めするために、アースにデカップリングする外部コンデンサだけが必要ですが、出力のdcレベルが重要なユーザーの場合は(AD9050の例はアプリケーションの章を参照)、VOCMは規定値に設定できます。VOCMピンに対する入力抵抗は45 kΩ±20%です。

プリアンプ

次に述べる単電源のDSX(+5 V電源で2.5±2 V)により、14 dBのゲイン設定ではプリアンプの最大入力電圧は±400 mV、あるいは20 dBのゲイン設定では±200 mVに制限されています。

プリアンプのゲインは+14 dBまたは+20 dBにプログラムされます。これはFBK1をPAO1(+14 dB)に接続するか、あるいはノードFBK1(+20 dB)をオープンのままにしておくかのいずれかによって行います。この2種類の設定はオンチップ抵抗の比で設定するため、非常に正確です。中間ゲインはすべて式2および3にしたがってPAO1とFBK1の間に適当な抵抗値を接続することで得られます。

$$G = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{(R7 \parallel R_{EXT}) + R5 + R6}{R6} \qquad (2)$$

$$R_{EXT} = \frac{[R6 \times G - (R5 + R6)] \times R7}{R7 - (R6 \times G) + (R5 + R6)} \qquad (3)$$

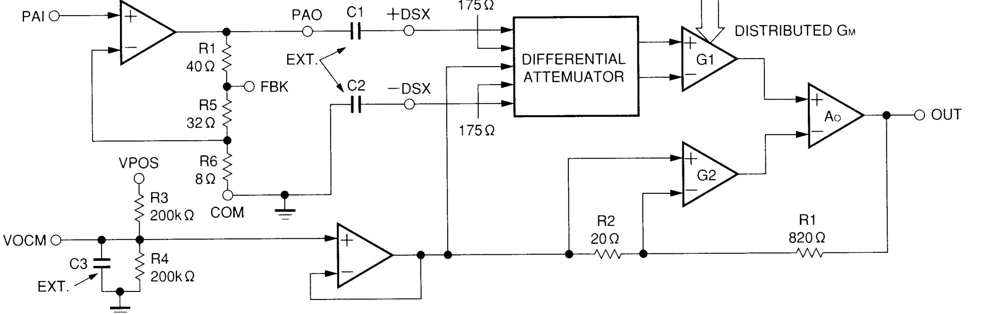
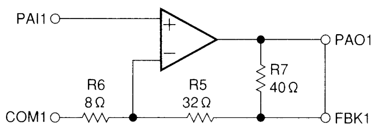


図35．AD604の1チャンネルブロック図

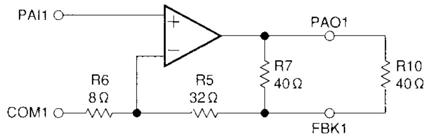
脚注1：アクティブ・フィードバック・アンプについてはAD830のデータ・シートを参照してください。AD830はこのアイデアを実際に製品化したものです。

内部抵抗には±20%の絶対許容範囲がありますから、R_{EXT}が30Ωの場合、ゲインは最大0.33 dBのエラー状態となります。ここでR_{EXT}は正確であると仮定します。

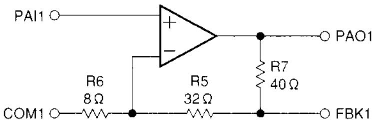
プリアンプのゲインがどのように+14 dB、+17.5 dB、+20 dBに設定されるかを図36に示します。AD604の1チャンネルのゲイン・レンジは、プリアンプが+14 dBに設定されると0 dB～+48 dB（図36a)、プリアンプ・ゲインが+17.5 dBだと3.5 dB～+51.5 dB（図36b)、一番高いプリアンプ・ゲイン+20 dBだと6 dB～54 dB（図36c）となりなす。



a．プリアンプ・ゲイン=14 dB



b．プリアンプ・ゲイン=17.5 dB



c．プリアンプ・ゲイン=20 dB

図36．プリアンプのゲインはプログラム可能

プリアンプ・ゲインが+14 dBの場合、プリアンプの－3 dBという小信号の帯域幅は130 MHzで、ゲインが一番高い場合（+20 dB）帯域幅は半分の65 MHzまで減少します。上に述べた3個のプリアンプ・ゲインに対するac応答を図37に示します。40ΩのR_{EXT}に対するゲインは17.5 dBでなければなりませんが、内部抵抗と外部抵抗の不一致によってこの特殊なプリアンプに対する実際のゲインは17.7 dBとなることに注意してください。AD604（プリアンプとDSX）の1個の独立したチャンネルの－3 dBという小信号の帯域幅は40 MHzで、ゲインとは無関係です。

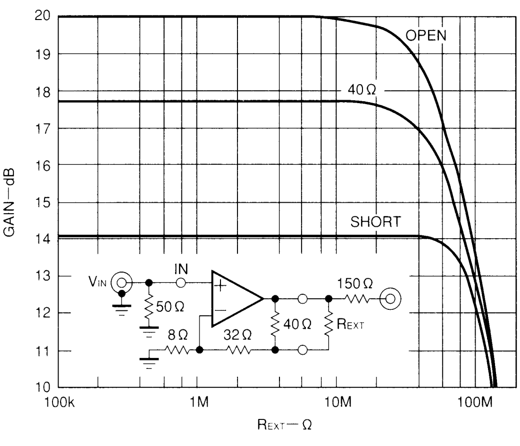


図37．図36のプリアンプ・ゲインのAC応答

AD604を最高の仕様で実現するためには、電源とアースの管理は大変重要です。必要なノイズ特性を得るため低抵抗なので、大きな動電流が流れます。問題の大半は、DSXを含め全入力換算ノイズを0.8 nV/$\sqrt{Hz}$に抑えるためにプリアンプのゲイン設定抵抗が非常に低いことに関係しています。その結果として流れる大きな動電流は信号レベルが大きい場合であっても性能を維持するために慎重に取り扱わなければなりません。

グラウンド・リファレンスの入力と同様に、この大容量の動電流に適応するためにプリアンプはデュアルの±5 V電源で動作されます。この結果、プリアンプの出力がグラウンド・リファレンスにもなり、これにはコモン・モードのレベル・シフトを単電源DSXにする必要があります。PAO1と+DSX、－DSXとアースにおのおの接続された2個の外部カップリング・コンデンサ（図35のC1、C2）がこの機能を果たします（ACカップリングの章を参照)。されにこのコンデンサはプリアンプが原因のオフセットもすべて取り除きます。DSXの入力側において1 mVのオフセットはゲイン制御電圧が一番高いときに+34.4 dB(x52.5)増幅され、これは出力側の52.5mVと同じであることにも注意してください。従ってACカップリングはオフセットによって出力信号レンジが劣化しないようにするために必要です。

プリアンプのゲインを設定するための内部フィードバック抵抗は非常に小さいですから（通常8Ω～32Ω)、ピンCOM1の" アース "接続で1Ω増えたとしても（これは入力のコモン・モード基準として働きます)、ゲイン精度とノイズ性能は著しく低下します。このノードは非常に敏感ですから、アース・インピーダンスをなるべく小さくするには十分注意してください。COM1への接続はすべてできるだけ短くしてください。

ゲイン設定用抵抗を含むプリアンプのノイズ性能は0.71 nV/$\sqrt{Hz}$および3 pA/$\sqrt{Hz}$です。合計入力換算電圧ノイズの大部分はフィードバック抵抗によるものであることに注意してください。R5とR6を並列にして得られる同等なノイズ抵抗は定格6.4Ωで、合計入力リファレンス電圧ノイズは0.33 nV/$\sqrt{Hz}$となります。入力リファレンス電圧ノイズは大部分0.63 nV/$\sqrt{Hz}$のアンプからくるものです。電流ノイズはゲインと無関係で、プリアンプの入力段内のバイアス電流（3 pA/$\sqrt{Hz}$）にのみ依存します。

プリアンプは40Ω（定格フィードバック抵抗）とそれに続くDSXのラダー負荷175Ωを低い歪みで駆動します。たとえば10 MHz、出力側±1 Vで低い（25Ω）電源抵抗で駆動する場合、プリアンプの第二、第三の高調波歪みは－45 dB未満です。

48 dB以上のゲイン・レンジが必要な場合は、AD604の2つのチャンネルをカスケードに接続できます。プリアンプには限られた入力信号レンジしかなく、また全電源（220 mW）の半分（120 mW）以上を消費し、さらに超低ノイズは最初のチャンネルの後では必要ありませんから、そのプリアンプだけを無効にする電源遮断機構が組み込まれています。プリアンプを電源遮断するのには、COM1とCOM2ピンの両方あるいはいずれかを正電源に接続します。DSXは影響を受けず、前と同じように使用できます（詳細はアプリケーションの章を参照)。

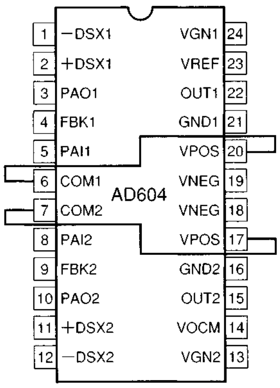


図38．プリアンプのみの電源遮断

差動ラダー（減衰器）

DSXの固定ゲイン・アンプの前にある減衰器は、未調整の入力抵抗が単一終端で175Ωまたは差動の350Ωの差動7段のR-1.5R抵抗性ラダー・ネットワークです。ラダー・ネットワークの入力側に入る信号（図39）はタップあたり6.908 dB減衰します。このように、最初のタップでの減衰は0 dB、2番目は13.816 dBと続き、最後は48.356 dBとなります。タップ・ポイント間を連続的に内挿できる当社独自の回路技術が使われていますので、その結果0 dB～−48.36 dBまで連続的に減衰していきます。ラダー・ネットワークと内挿メカニズムとを合わせて、電圧制御された電位差計と見なすことができます。

DSXは単電源回路ですから、入力に対してバイアスをかける何らかの方法がなくてはなりません。MIDとVOCMバッファはこの機能を行います。内部バイアスがない場合は、ユーザーは外部的に入力にdcバイアスをかけねばなりません。注意深く行わないと、バイアス回路が余計なノイズやオフセットを発生します。内部バイアスをかける方式ではユーザーはこの仕事から開放され、信号をDSXにacカップリングするだけでよくなります。差動でドライブされた場合は、DSXへの入力はまだ完全に差動のままであることを再確認してください。すなわち＋DSXと−DSXのピンでは同じ信号ですが、極性は反対です。（差動入力VGAアプリケーションを参照）。ドライバから見えるように、変わったものは負荷です。各入力が単一終端でドライブされた場合は負荷は175Ωですが、差動の場合は350Ωです。これはラダー・ネットワークで、ちょうど2つの175Ωの抵抗がMIDポイントを中心に上下に接続され、VOCMバッファでバイアスをかけたものと考えれば、容易に説明がつきます。＋DSXと−DSXの間にかかる差動信号によってMIDに電流は流れなくなりますが、他方の入力がacアースされている間に＋DSXまたは−DSXのどちらかの入力が単一終端信号にかかると、電源が供給する電流はMIDを経由してVOCMバッファに流れるようになります。

175Ωというラダー抵抗値はプリアンプの負荷駆動能力と抵抗のノイズ増加分のバランスをうまくとるように選定されました。X-AMPのアーキテクチャの特徴の1つに、出力換算ノイズがほとんどのゲイン・レンジにおいてゲインに対して一定であるということがあります。これは図39にあるように、入力したところから少ししか離れていないタップはすべて抵抗値が同じであるということから容易に説明がつきます。各タップにかかる抵抗値は54.4Ωで、ジョンソン・ノイズ・スペクトル密度で0.95 nV$\sqrt{\text{Hz}}$となります。減衰器は2個ありますから、ラダー・ネットワークによる全体のノイズお増加分は$\sqrt{2}$ x 0.95 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$すなわち1.34 nV$\sqrt{\text{Hz}}$で、全DSXのノイズの大部分です。残りのDSX回路コンポーネントは別の1.20 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$を生成し、これによって減衰器と合わせて合計DSX入力換算ノイズ1.8 nV/$\sqrt{\text{Hz}}$が生成されます。

ACカップリング

すでに述べたようにAD604のDSX部分は1つの単電源回路ですから、グラウンド・ベースの信号に適合するように入力はACカップリングする必要があります。図35にある外部コンデンサC1とC2は、グラウンド換算のプリアンプ出力をグラウンドからVOCM（定格2.5 V）が生成するdc値までレベル・シフトします。C1とC2、各DSX入力（＋DSXと−DSX）にかかる175Ωは、C1とC2用に選択される値に依存するコーナー周波数を持ったハイパス・フィルタとして動作します。たとえばC1とC2が0.1 μFの場合、DSXの差動ラダーの各側面にある175Ωの入力抵抗と合わせて、−3 dBのハイパス・コーナーが9.1 kHzで生成されます。

AD604の出力をアース基準にする必要である場合は、レベル・シフトするために別のACカプリングコンデンサが必要です。このコンデンサはDSXによって発生するdcオフセットも取り除きます。500Ωの定格負荷と0.1 μFのカップリング・コンデンサを使うと、このコンデンサによってハイパス・フィルタは−3 dBのコーナー周波数（約3.2 kHz）で生成されます。

この全部で3個のカップリング・コンデンサの選択基準はアプリケーションに依ります。これらはシステム内の低周波ノイズを抑えるのに使える一方で、対象の入力信号は減衰なしに通せなくてはなりません。

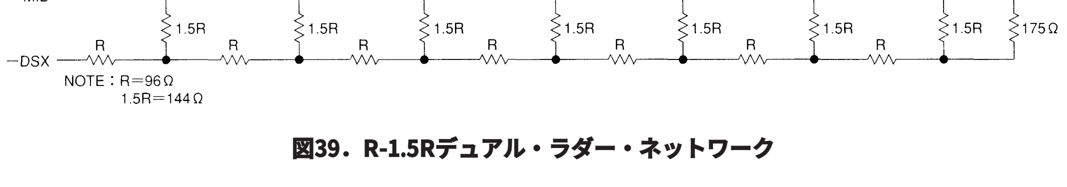


図39．R-1.5Rデュアル・ラダー・ネットワーク

ゲイン・コントロール・インタフェース

ゲイン・コントロール・インタフェースはピンVGN1のところで約2 MΩの入力抵抗、および2.5 V〜1.25 VのVREF入力電圧に対して20 dB/V〜40 dB/Vのゲイン・スケール・ファクタを提供します。ゲインは中心の40 dBのゲイン・レンジに対してはdBリニアで、これは20 dB/Vスケールに対してはVGNは0.4 Vから2.4 V、40 dB/Vスケールに対して0.2 V〜1.2 Vです。図40に示すのは定格のプリアンプのゲインが14 dBの場合の理想的なゲイン曲線で、次の計算式で求められます。

$$G\ (20\ dB/V) = 20 \times VGN - 5、V_{REF} = 2.500\ V \qquad (4)$$

$$G\ (30\ dB/V) = 30 \times VGN - 5、V_{REF} = 1.666\ V \qquad (5)$$

$$G\ (40\ dB/V) = 40 \times VGN - 5、V_{REF} = 1.250\ V \qquad (6)$$

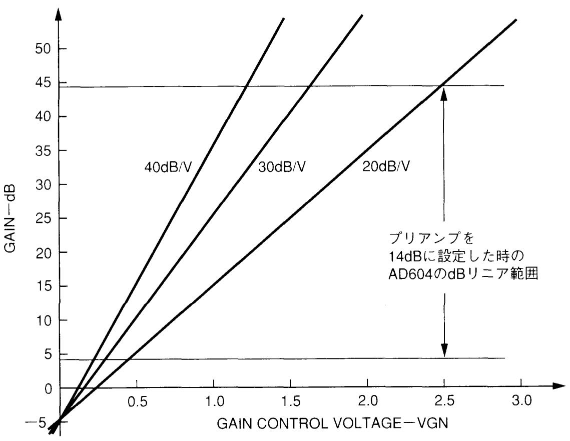


図40．理想的なゲイン曲線とV_{REF}

これらの方程式からすべてのゲイン曲線は−5 dBの点で交差し、プリアンプ・ゲインが＋20 dBに設定されている場合は6 dB高くなって＋1 dBの点で、プリアンプが使われていない場合は14 dB下の−19 dBの点で交差することがわかります。中央の直線部分の外側ではゲインは理想的な制御法則からずれ始めますが、それでも8.4 dBのレンジが使用可能です。式7を使うと与えられたゲイン・スケーリングに対してV_{REF}を計算できます。

$$V_{REF} = \frac{2.500\ V \times 20\ dB/V}{ゲイン・スケール} \qquad (7)$$

使用可能なゲイン・コントロール電圧レンジは20 dB/Vスケールに対して0.1 V〜2.9 V、40 dB/Vスケールに対して0.1 V〜1.45 Vです。0.1 V未満のVGN電圧はゲイン・コントロールには使われません。なぜなら50 mV未満ではチャンネル（プリアンプとDSX）はパワーダウンするからです。この機能は電力を節約すると同時に信号をゲート・オフするために使うことができます。パワーがダウンしたチャンネルに必要な電源電流は1.9 mA、デバイスにパワーをオン・オフするのに必要な応答時間は1 μs未満です。

アクティブ・フィードバック・アンプ（固定ゲイン・アンプ）

単電源動作およびDSXの完全な差動入力を実現するために、アクティブ・フィードバック・アンプ（AFA）が利用されます。AFAは基本的には2個のg_mステージがあるオペアンプで、片方のステージはフィードバック・パスで使われ（したがってこの名前が付いています）、もう一方は差動入力として使われます。差動入力はオープン・ループのg_mステージであり、通常の入力信号レンジに対してきわめて直線的である必要があることに注意してください。この設計では減衰器の電圧を検出するg_mステージは分布されていて、たとえばラダー・ネットワークのタップ数と同じだけのg_mステージがあります。その中のほんのわずかだけがゲイン・コントロール電圧にしたがって一度にオンします。

AFAの入力（G1）の1つは完全に差動ですから、AFAは差動入力構造の生成が可能で、この入力は分布されたg_mステージから成ります。2番目の入力（G2）はフィードバックに使われます。G1の出力は減衰器のタップ上で検出される電圧のある関数で、それは高ゲインのアンプ（A0）に入力されるものです。負のフィードバックであるため、高ゲインのアンプに達する差動入力はゼロでなければならず、このことはG2への差動入力電圧とg_{m2}の積（G2の相互コンダクタンス）と、G1への差動入力電圧とg_{m1}の積（G1の相互コンダクタンス）は等しくなければならないことを意味します。したがってAFAの全ゲイン機能は、

$$\frac{V_{OUT}}{V_{ATTEN}} = \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \times \frac{R1+R2}{R2} \qquad (8)$$

ここで、V_{OUT}は出力電圧、V_{ATTEN}は減衰器で検出される実効電圧、(R1＋R2)/R2＝42、g_{m1}/g_{m2}＝1.25、よって全ゲインは52.5（34.4 dB）となります。

AFAにはそれ以外の特徴もあります。(1) ラダー・ネットワークに対する正負の入力を切り替えることにより信号を反転。(2) 2番目の入力信号としてDSX1入力を使う可能性。(3) 2個のプリアンプと1個のDSX（もう1個のDSXは依然単独で使用）が使われた場合の完全差動の高インピーダンス入力。(4) DSXコモン・モード電圧の独立制御。通常の動作条件ではデカップリング・コンデンサをピンVOCMにつなげばよく、この場合DSXのコモン・モード電圧は供給電圧の半分です。こうして最高の信号スイングが可能になります。それにもかかわらずコモン・モード電圧はVOCMに直接電圧をかけて上下にシフトできます。また、別の信号入力として使うこともできます。唯一の制限はVOCMバッファのスルー・レートが低いことです。

出力信号のdcレベルが重要でない場合は、通常もう1つのカップリング・コンデンサをDSXの出力側で使用します。これは再度レベル・シフティングのために行われ、DSXで生成されたあらゆるdcオフセットを除去するために行われます（ACカップリングの項を参照）。

アプリケーション

図41にあるようなもっとも基本的な回路をみると、AD604の1個のチャンネルの接続方式がわかります。信号はピン5に入力されます。RGNは通常ゼロで、この場合プリアンプはゲイン5（14 dB）に設定されます。ピンFBK1がオープンの場合、プリアンプはゲイン10（20 dB）に設定され、ゲイン・レンジは6 dB上がります。ピン－DSX1と＋DSX1の前にあるACカップリング・コンデンサを、低い方のカットオフ周波数にしたがって選択します。この例では、0.1 μFのコンデンサを各DSXの入力ピンにある175Ωの抵抗と組み合わせると、－3 dBのハイパス・コーナーが約9.1 kHzで生成されます。カットオフ周波数の上限はチャンネルの帯域幅で決まり、ここでは40 MHzです。プリアンプの出力をピン＋DSX1の代わりに－DSX1に接続すれば信号は簡単に反転することができ、これはDSXの完全な差動入力によるものであることに注意してください。

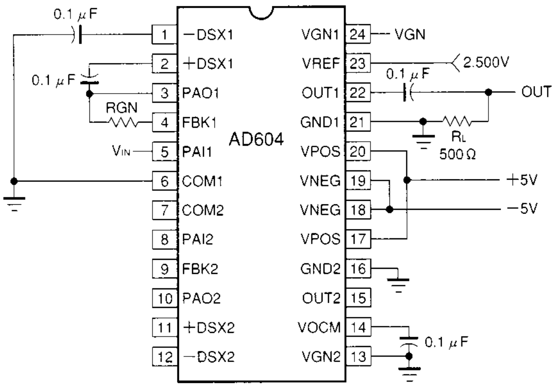


図41．1チャンネルの基本配線

ここにあるように、最高の性能を実現するために出力はACカップリングされます。AD9050に接続する場合は、AD9050と同じ3.3 Vのコモン・モード電圧でピンVOCMにバイアスがかかっている限り、ACカップリングは取り除けます（図50参照）。

40 dB/V～20 dB/Vのゲイン・スケーリングに対して、ピンV_{REF}には1.25 V～2.5 Vの電圧が必要です。電圧VGNがゲインを制御します。この定格動作レンジは20 dB/Vのゲイン・スケーリングに対して0.25 V～2.65 V、40 dB/Vのスケーリングに対して0.125 V～1.325 Vです。このピンをアースに接続するとチャンネルはパワーダウンし、出力は停止します。

ピンCOM1はプリアンプのメインのシグナル・グラウンドで、入力グラウンドにはできるだけ短くして接続する必要があります。プリアンプの内部フィードバック抵抗はノイズ対策のために非常に小さいですから（定格8Ω～32Ω）、この部分の抵抗はできる限り小さくしておくことが非常に大切です。また、この接続部に余分なインダクタンスがかかると発振が発生する場合があります。

AD604が超低ノイズで帯域幅が広いため、大容量の動電流が電源との間に双方向流れます。部品の安定性を保証するために、電源のデカップリングにはくれぐれも注意してください。電源ピンのところに大容量のコンデンサに小さな高周波用コンデンサを並列に抱かせたものを接続し、電源のフェライト・ビードと一緒に使えば高周波での安定性を確実にするのに有効です。

さらに柔軟性を増したいときは、ピンCOM1を使ってプリアンプの電源を落とすことができます。COM1がVPに接続されるとDSX部は独立して使用することはできますが、プリアンプはオフになります。これはAD604の2つのDSX段をカスケードにしたい場合には有効です。この場合、最初のDSXのノイズに関する出力信号は大きく、ここで2番目のプリアンプを使うと電力の浪費となります（AGCアンプのアプリケーションの項を参照）。

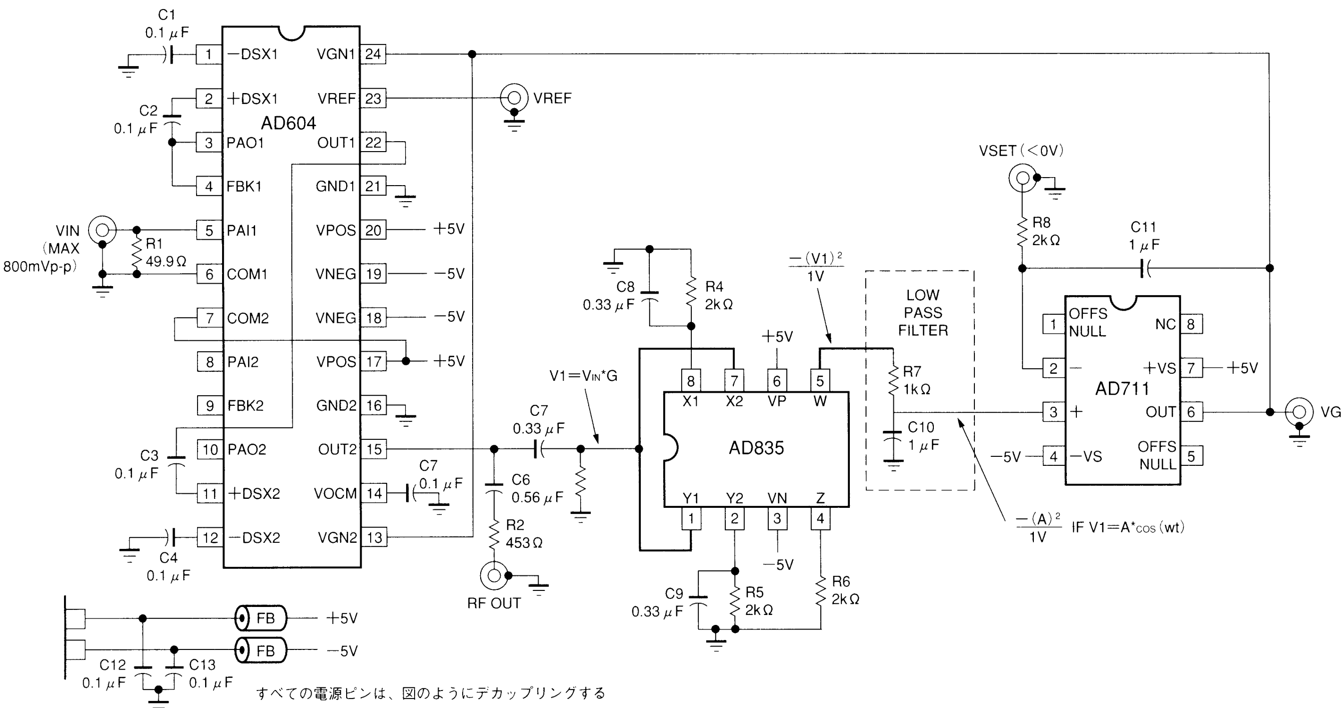


図42．82 dBのゲイン・レンジでのAGCアンプ

超低ノイズAGCアンプ（82〜96 dBのゲイン・レンジ）

図42に示すのはAD604を1個使って82 dBのゲイン・レンジでAGCアンプを配置した場合です。まず最初にAD604の2つのチャンネルの接続方法を述べ、次にループを閉じる検出回路がどう働くかを述べます。

信号はコネクタVINに入力され、信号源は50Ωですから、50Ωの終端抵抗（R1）が追加されました。ここで信号はチャンネル1のプリアンプを通って14 dBだけ増幅され（ピンFBK1はPAO1に接続）、さらにチャンネル1のDSXで加工されます。次に信号はチャンネル2のDSXに直接入力されます。すでにプリアンプの章で述べたように、2番目のアンプはCOM2ピンを正電源につなぐことによってパワーダウンします。コンデンサC1とC2はプリアンプから最初のDSXへ入る信号をレベルシフトし、同時にプリアンプのオフセットの増加分をすべて取り除きます。同様に、C3とC4は2番目のDSXに対してオフセットをキャンセルする目的があります。各コンデンサのセットとそれに対応するDSXの175Ωの入力抵抗を組み合わせると、約9.1 kHzのコーナー周波数を持つ−3 dBのハイパス・フィルタができます。ピンVOCMは0.1 μFのコンデンサでグラウンドにデカップリングされ、一方VREFは外部から供給されます。このアプリケーションでは、ゲイン・スケールは2.500 Vを入力することで20 dB/Vに設定されています。各DSXアンプは単電源＋5 Vで動作しますから、出力はC6、C7経由でacカップリングされます。出力信号はRF OUTのラベルのついたコネクタでモニターできます。

図のように接続されたAD604に対するゲイン・レンジとゲイン・エラーを図43と図44に示します。ゲイン・レンジは−14 dB〜＋82 dBで、RF出力振幅が±400 mV（＋2 dBm）に制御されているとき、有用なレンジは0 dB〜＋82 dBです。信号レンジに下限の制限があるのはおもにプリアンプの入力能力によるものです。これはプリアンプの前に減衰器を置くことで解決できますが、超低ノイズのプリアンプであるという長所を消すことにもなります。2番目のプリアンプは使用しないことに注意してください。なぜなら2番目のプリアンプの超低ノイズ性と、それに伴う大きな電力は1番目のDSX段の後では余計なものになるからです。このアプリケーションではCOM2ピンを正電源につないで無効にしてあります。それにもかかわらず、必要な場合は2番目のプリアンプを使うことができ、有用なゲイン・レンジは14 dB上がって0 dB〜＋96 dBのゲインとなります。これによって、同じ＋2 dBmの出力に対してはわずか−94 dBmという信号まで測定できます。

最高のゲインを得るためにはノイズを抑えるために入力信号はできる限り帯域制限がされている必要があります。これは2番目のプリアンプを使う場合は特に当てはまります。AD604のピンOUT2での最大の信号が±40 mV（＋2 dBm）に制限されている場合では、AGCのしきい値での入力信号レベルは25 μVrms（−79 dBm）です。図にある回路のノイズ帯域は約40 MHzで、AD604の入力換算電圧ノイズ・スペクトル密度0.8 nV/$\sqrt{Hz}$によって、rmsノイズは40 MHzの帯域幅で5.05 μVとなります。50Ωの終端抵抗と信号発生器の50Ωの電源抵抗はプリアンプ入力側から見ると組み合わされて25Ωの実効抵抗となり、40 MHzで4.07 μVのrmsノイズを発生します。このチャンネルのノイズ・フロアーはつまりこの2個の主ノイズ源のrmsの合計で、6.5 μVrmsです。これはこの回路の最小検出可能信号（MDS）が6.5 μVrms（−90.7 dBm）であることを意味します。一般的な経験則により、測定される信号はノイズ・フロアーよりも約3倍大きくなければならず、この場合は19.5 μVrmsです。これからもわかるように、このAGC回路が修正できる25 μVrmsの信号はMDSよりもちょうどわずかに上です。もちろん信号の帯域幅を制限することで入力感度を上げることはできます。ノイズの帯域幅を1/4に下げて10 MHzにすると、50Ωの終端抵抗をつけたAGC回路のノイズ・フロアーは3.25 μVrms（−96.7 dBm）に下がります。ノイズをさらに改善するには入力マッチング・ネットワークあるいは入力信号の変圧器のカップリングが必要です。

次に説明するのはスクエアラ、ローパス・フィルタ、インテグレータから成る検出回路の機能です。ここで、入力信号に関していくつか前提を立てることが必要です。次の検出回路の説明は振幅変調RFキャリアを仮定したもので、変調信号の周波数はRF信号に比べて非常に低くなっています。AD835乗算器はAD604の出力信号を整形することで検出器として機能します。次にあるローパス・フィルタは低周波数のAM情報を通過しながら入力信号周波数の2倍でRF信号の要素を取り除きます。次のインテグレータはR8とC11で設定する2 msの時定数でローパス・フィルタによるエラー信号を積分し、エラー信号がV_{SET}になるまでVGを変更します。

たとえば検出器へ入る信号が図42にあるようにV1＝A*cos（ωt）の場合、スクエアラの出力は−（V1）^{2}/1 Vです。検出回路にすべてマイナス符号があるのは制御ループに負のフィードバックを生成する必要があるからです。実際、V_{SET}が0 Vを超えると制御ループは正のフィードバックを生成します。A*cos（ωt）を2乗すると2つの項となり、1つがdcでもう1つが2ωです。次のローパス・フィルタは−（A）^{2}/2dc項だけを通します。

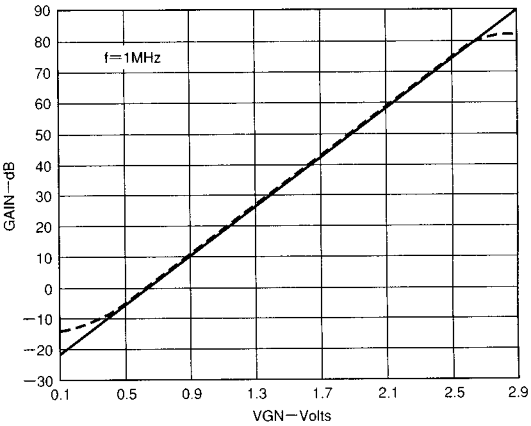


図43．AD604のカスケード・ゲインとVGN

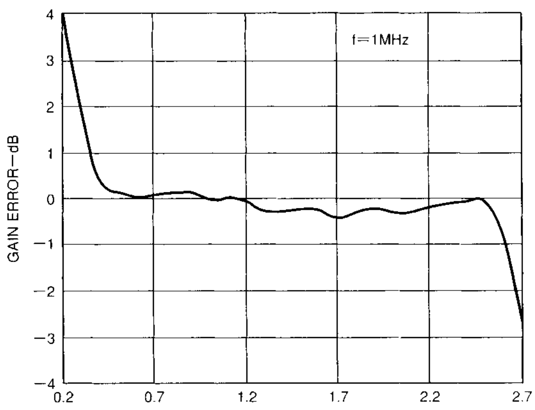


図44．AD604のカスケード・ゲイン・エラーとVGN

ここでこのDC電圧は制御ループによって強制的に電圧V_{SET}と等しくなります。スクエアラとローパス・フィルタは平均平方の検出器として機能します。当然ですが、V_{SET}の値を制御することでAD835の入力側で電圧V1の振幅を設定することができます。V_{SET}が－80 mVの場合、AGC出力信号の振幅は±400 mVとなります。

図45に示すのは出力調整レベルが＋2 dBm（800 mVp-p）において周波数が1 MHz（実線）および10 MHz（破線）の場合の制御電圧VGNと入力電力の関係です。AGC限界値はP_{IN}（約－79 dBm）ではっきりしています。適合でき得る最大の入力電力は約＋3 dBmでした。このレベルではプリアンプのクリッピング（訳注：電気信号の波形の歪み）のため、出力は歪み始めます。

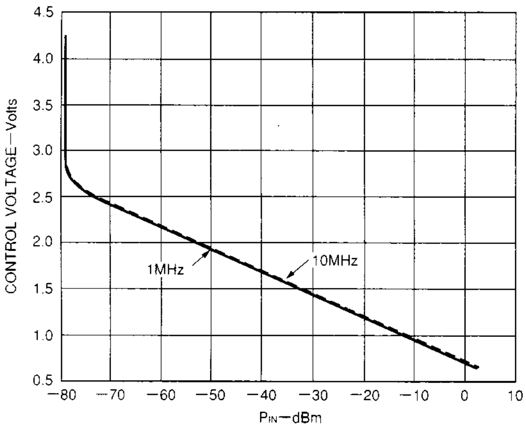


図45．図42の制御電圧と回路の入力電力

すでに述べたように、2番目のプリアンプは図42のAGC回路のレンジを拡張するために使用できます。図46に示すのは96 dBのゲイン・レンジとダイナミック・レンジを得るために図44に対して必要な変更点です。ゲインは非常に高いので、ノイズをある程度排除するために帯域幅を制限する必要があります。さらに、帯域幅を制限すると高周波数の振動を抑えることになります。追加した部品はローパス・フィルタおよびDCブロックとして動作します（C5は最初のDSXの出力を2.5 Vからアースまでレベル・シフトします）。フェライト・ビードはおよそ、1 MHzで5Ω、10 MHzで30Ω、100 MHzで70Ωのインピーダンスがあります。ビードはR2とC6とを合わせ、高い周波数を減衰するローパス・フィルタを生成します。1 MHzで減衰両は約－0.2 dBで、一方10 MHzでは－6 dB、100 MHzでは－28 dBに増えます。ここで信号は、追加した回路に重大な影響を受けないように約1 MHz未満でなければなりません。図47に示してあるのは、図46の回路で1 MHzにおける制御電圧と入力電力の関係です。AGCの限界値は－95 dBmのものであることに注意してください。出力信号レベルはV_{SET}コネクタに－80 mVをかけることで800 mVp-pに設定されました。

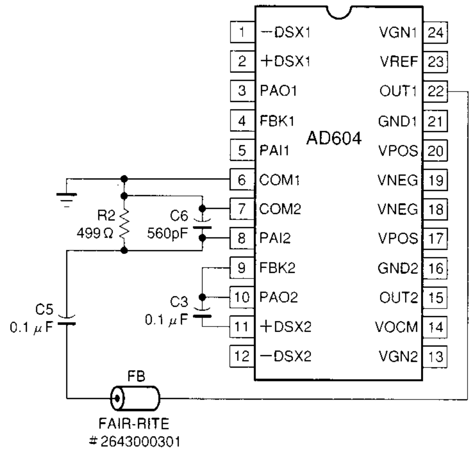


図46．　96 dBのゲイン・レンジを得るためのAGCアンプの変更

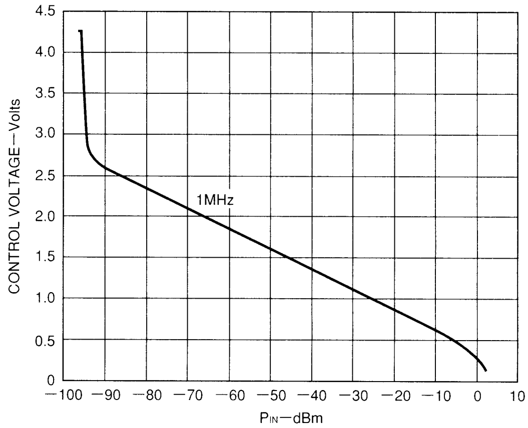


図47．　図46の制御電圧と回路の入力電力

超低ノイズ、差動入力－差動出力VGA

高いインピーダンスの差動入力－差動出力可変ゲイン・アンプを生成するためのプリアンプとDSXの使用方法を図48に示します。このアプリケーションはDSXに対する差動入力を利用しています。この入力は入力信号の振れを最大にするために、コモン・モード電圧はアース・レベルである必要があるという意味で、正確には差動ではないことを指摘しておかなくてはなりません。これはおもにプリアンプの出力ドライバの限られた出力スウィング能力と関係があります。これは約30Ωの有効負荷を駆動しなければならないため、±2.2 V前後に留まります。別の入力コモン・モード電圧に適合する必要がある場合は、（図46で行ったように）ACカップリングを推奨します。この回路の差動ゲイン・レンジは＋6 dB～＋54 dBです。これはAD604の個々のチャンネルよりも6 dB高くなっています。なぜなら、ここでこのDSXの入力は単一終端で駆動したときに比べて信号が2倍の振幅だからです。

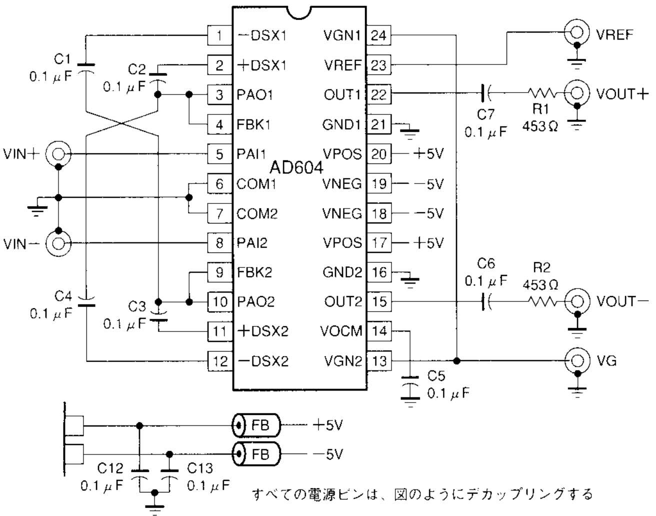
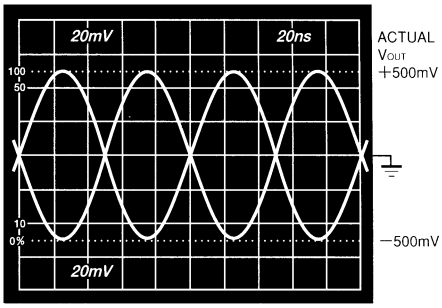


図48．超低ノイズ、差動入力－差動出力VGA

図49は図48の453Ωの2つの抵抗とオシロスコープのプラグインによる50Ωの負荷で形成された－20 dBの減衰器を通った後の出力信号VOUT＋とVOUT－の波形です。各出力点において500Ωの定格負荷を確保するためにR1とR2が挿入されました。この回路の差動ゲインは1 Vの制御電圧VGNをかけることで＋20 dBになり、2.500 VのVREFではゲイン・スケーリングは20 dB/V、入力周波数は10 MHz、差動入力の振幅は100 mVp-pでした。この結果得られる差動出力の振幅は、縦の目盛りを200 mV/divのとき、スコープ写真にあるように1 Vp-pでした。



注1： 453Ωと7A24プラグインの50Ωで形成された
10xアッテネータ通過後の出力

図49．図48でV_G＝1 VのときのVGAの出力

10ビット、40MSPS A/DのAD9050を駆動する医療用超音波TGC

AD604は医療用超音波システムに必要なTGC（Time Gain Control）アンプに理想的な製品で、A/Dコンバータに供給される信号のダイナミック・レンジを制限するためのものです。図50は典型的な医療用超音波アプリケーションでAD9050を駆動するAD604を図示化したものです。

ゲインはAD7226のA/Dコンバータに入力されるデジタル・バイトを使って制御され、コンバータはアナログのゲイン制御信号を出力します。AD604の出力コモン・モード電圧は内部電圧ディバイダを使ってVPOS/2に設定されます。VOCMピンは0.1μFでグラウンドにバイパスされます。

DSX出力はフィルタをかけることもでき、その後歪みとノイズの少ないAD9631オペアンプでバッファーされます。オペアンプの出力はACカップリングされてAD9050のA/Dコンバータの自己バイアス入力になり、これは40MSPSのサンプリング・レートで10ビットを出力する能力があります。

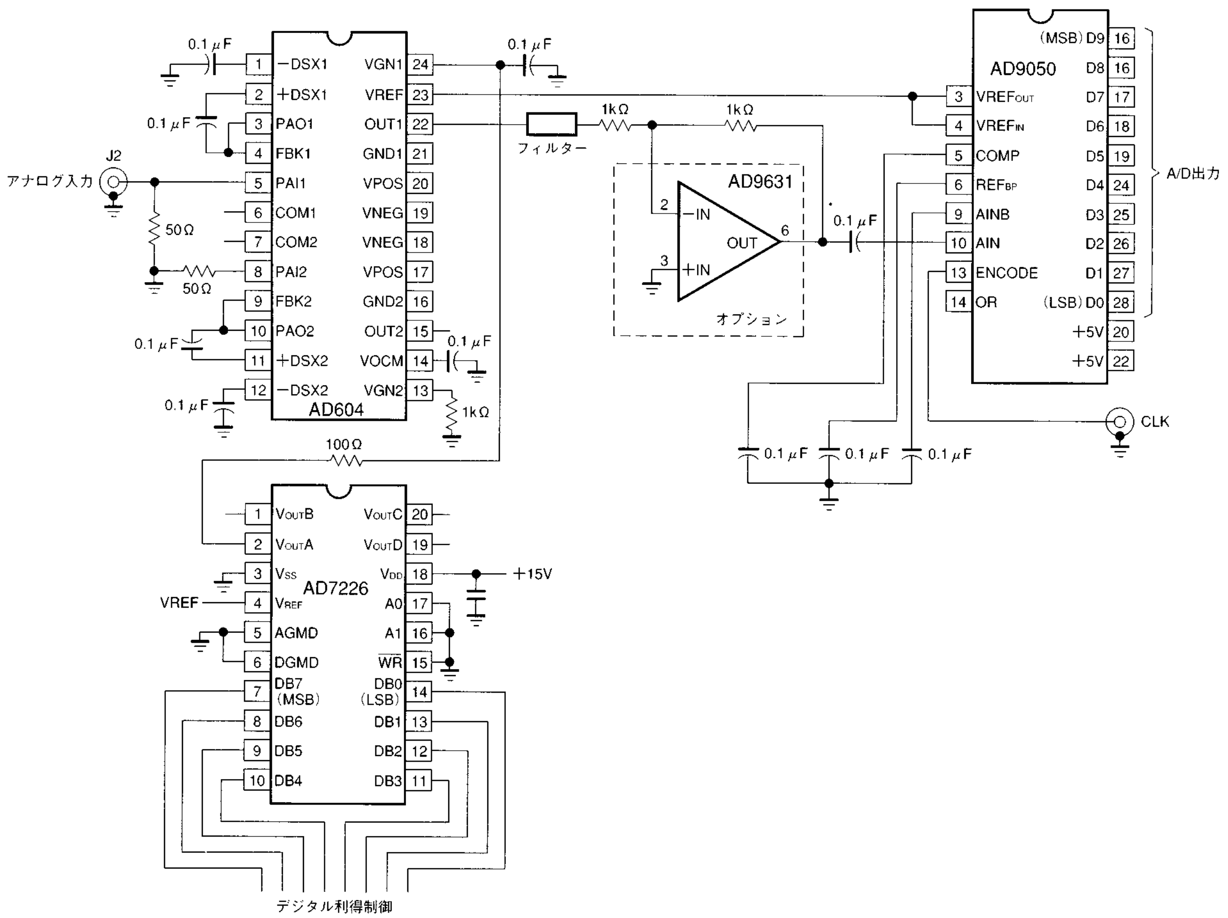
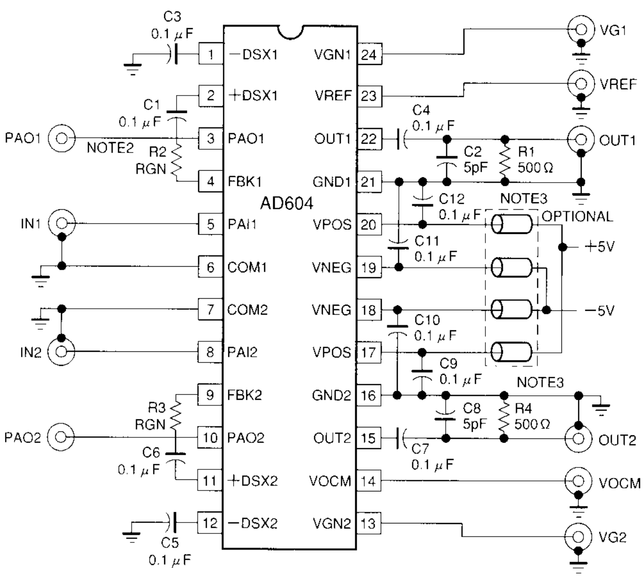


図50. 医療用超音波アプリケーション用のTGC回路



注： 1. PAO1とPAO2はプリアンプ測定に使用する
2. RGN=0公称；プリアンプゲイン=5、RGN=オープン；プリアンプゲイン=10
3. 50Ωスペクトラム・アナライザでBWを測定する際は、450Ωをシリーズに使用すること

図51. 基本的なテスト基板

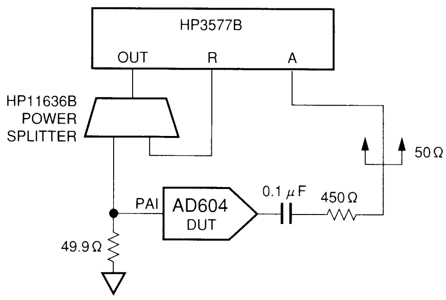
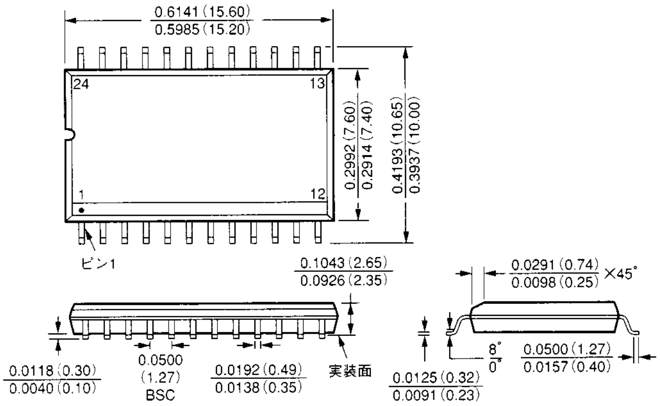


図52. ゲイン測定の設定

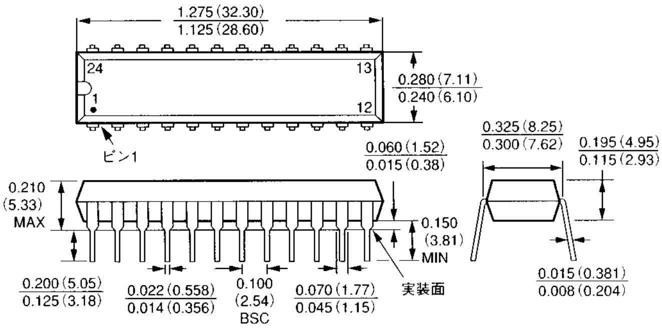
外形寸法

サイズはインチと（mm）で示します。

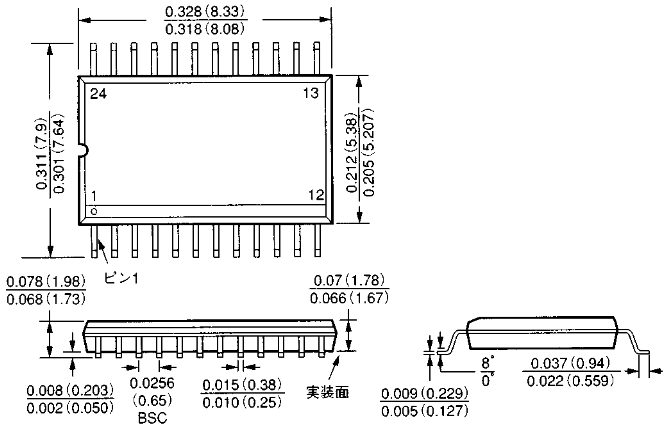
SOパッケージ
（R-24）



プラスチック・DIPパッケージ
（N-24）



SSOPパッケージ
（RS-24）



PRINTED IN JAPAN